



AMT FÜR ERFINDUNGS- UND PATENTWESEN

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21) WP H 03 K / 321 077 5

(22) 26.10.88

(44) 28.02.90

(71) Technische Universität Dresden, Direktorat Forschung, BfSN, Mommsenstraße 13, Dresden, 8027, DD
 (72) Leimer, Frank, Dr.-Ing.; Schwarz, Wolfgang, Prof. Dr. sc. techn., DD

(54) Verfahren und Schaltungsanordnung zur Erzeugung binärer pseudostochastischer Impulsfolgen

(55) binäre Zufallsimpulse, pseudostochastische Signale, Impulsbreite, invertierender Trigger, Ausgang, periodische Störung, Widerstand, Kondensator, Eigenfrequenz, zeitdiskretes System.

(57) Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung dient bei entsprechender Einstellung zur Erzeugung von Spannungsimpulsen wählbarer konstanter Amplitude, wobei Tastverhältnis und Impulsbreite pseudostochastisch in Bereichen schwanken, deren Grenzen einfach zu dimensionieren sind. Damit ist sie zur Nachbildung von Störsignalen (random telegraph waves), zur Analyse nachrichten-, meß- und regelungstechnischer Systeme – speziell zur Überprüfung von Informationskanälen – geeignet. Insbesondere eignet sie sich zur Simulation stochastisch gestörter Binärsignale und von Jitter-Effekten. Die Aufgabe der Erfindung sind eine Schaltungsanordnung und ein Verfahren zur Erzeugung von zweiwertigen Impulsfolgen pseudostochastisch schwankender Impulsbreite und schwankendem Tastverhältnis, die speziell zur Simulation frequenzverrauschter Binärfolgen geeignet sind. Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß eine einfache Anordnung aus invertierendem Trigger, Kondensator und zwei Widerständen geeigneter Zusammenschaltung durch geeignetes Einkoppeln einer periodischen Steuerspannung gestört wird. Im Gegensatz zu herkömmlichen Verfahren hängt die Periodendauer der pseudostochastischen Schwankungen nicht vom Bauelementeaufwand ab. Die Erfindung ist aus Fig. 1 ersichtlich.

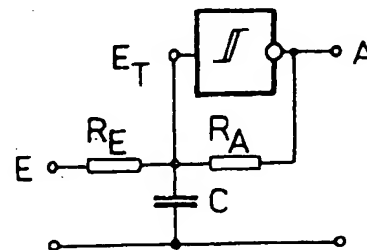


Fig.1

Patentansprüche:

1. Verfahren zur Erzeugung binärer pseudostochastischer Impulsfolgen, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltungsanordnung so eingestellt wird, daß sie bei offenem Eingang am Triggerausgang (A) Rechteckimpulse ihrer Eigenfrequenz erzeugt, das Tastverhältnis der Rechteckimpulse durch die Triggerschwellen bestimmt wird, die Frequenz der periodischen Steuerspannung derart von der Eigenfrequenz abweichend und das Verhältnis des Widerstandes (R_E) zum Widerstand (R_A) derart groß gewählt wird, daß die Schaltungsanordnung zu Rechteckschwingungen pseudostochastisch gestörter Impulsbreite erregt wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß durch Änderung der Schaltungsparameter und/oder Änderung der Frequenz der Steuerspannung bezogen auf die Eigenfrequenz der Schaltungsanordnung die Charakteristika des erzeugten Signals eingestellt werden.
3. Schaltungsanordnung zur Erzeugung binärer pseudostochastischer Impulsfolgen, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltungsanordnung aus einem invertierenden Trigger, zwei Widerständen (R_E , R_A) und einem Kondensator (C) besteht, der Triggerausgang (A) über eine Reihenschaltung, bestehend aus dem Widerstand (R_A) und dem Kondensator (C), gegen Masse geschaltet ist, der Triggereingang (E,) mit dem nicht an Masse liegenden Anschluß des Kondensators (C), dem Widerstand (R_A) und dem Widerstand (R_E) verbunden ist und am anderen Anschluß des Widerstandes (R_E), dem Eingang der Schaltung, eine periodische Steuerspannung angelegt ist.

Hierzu 1 Seite Zeichnungen

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung dient bei entsprechender Einstellung zur Erzeugung von Spannungsimpulsen wählbarer konstanter Amplitude, wobei Tastverhältnis und Impulsbreite pseudostochastisch in Bereichen schwanken, deren Grenzen einfach zu dimensionieren sind. Damit ist sie zur Nachbildung von Störsignalen (random telegraph waves), zur Analyse nachrichten-, meß- und regelungstechnischer Systeme – speziell zur Überprüfung von Informationskanälen – geeignet. Insbesondere eignet sie sich zur Simulation stochastisch gestörter Binärsignale und von Jitter-Effekten.

Charakteristik der bekannten technischen Lösungen

Die bekannteste digitale Schaltungsanordnung zur Erzeugung binärer pseudostochastischer Signale besteht aus einer rückgekoppelten Kette von Schieberegistern, deren N Einzelelemente bei geeigneter Ausführung der Rückkopplung die maximale Anzahl von $2^N - 1$ Kombinationen (Maximallänge) liefern, so daß sich als größtmögliche Periodendauer $T_{max} = (2^N - 1)/f_{Tak}$ ergibt. Der Aufwand steigt also logarithmisch mit der Periodendauer (Finger, A.: Algebraische Strukturen in der Informationsverarbeitung, Verlag Technik, Berlin 1987). In der internationalen Patentliteratur finden sich einige Hundert Vorschläge, wie der zur Verfügung stehende endliche Zustandsraum durch geeignete Transformationen gemodelt bzw. vergrößert werden kann. Moderne Verfahren beruhen darauf, die Zustandswerte in einem Schreib-/Lese-Speicher abzulegen und das Schieberegistersignal nur als Initial für variiertes Auslesen zu nutzen, wobei die Adresse vorher auf unterschiedlichste Art verarbeitet wurde (z.B. DE-AS 2537 167, DE-PS 3129911, DE-OS 2850240, JP 57-201939). Nachteilig an all diesen Varianten ist, daß das durch die Grundidee gegebene Verhältnis von Aufwand und Periodenlänge nicht unterschritten werden kann.

Ziel der Erfindung

Mit der Erfindung wird das Ziel verfolgt, eine einfache Schaltung zur Erzeugung von Pseudozufallsimpulsfolgen zu erhalten, bei der die Periodendauer nicht vom Bauelementeaufwand abhängt.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, pseudostochastische Impulsfolgen mit einstellbarer konstanter Höhe und innerhalb langer Perioden zufällig schwankender Impulsbreite und schwankendem Tastverhältnis zu erzeugen. Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß eine einfache Schaltungsanordnung, bestehend aus einem invertierenden Trigger, zwei Widerständen und einem Kondensator, wobei der Triggerausgang über die Reihenschaltung des einen Widerstandes R_A und des Kondensators C gegen Masse liegt und der Triggereingang mit dem nicht an Masse liegenden Anschluß des Kondensators und dem zweiten Widerstand R_E verbunden ist, an dessen anderen Anschluß eine periodische Steuerspannung angelegt wird, so dimensioniert wird, daß die Anordnung ohne diese Steuerspannung als Multivibrator arbeitet und Rechteckfolgen mit einer Eigenfrequenz $f_0 = 1/(2 \cdot T)$ erzeugt. T ist die Dauer eines dynamischen stabilen Zustandes

der Ausgangsspannung; sie läßt sich aus C , R_A , den Triggerausgangspegeln und seinen Schaltschwellen berechnen. Durch die Steuerspannung wird das Schwingen des Multivibrators gestört; wirkt diese Spannung mitläufig, d. h. beschleunigt sie während des dynamisch stabilen Zustandes die Umladung der Kapazität, so verkürzt sich dessen Dauer auf T_{\min} , bei gegenläufiger Wirkung vergrößert sie sich auf T_{\max} . Beide Kenngrößen lassen sich in einfachen Fällen berechnen, stets aber auch experimentell bestimmen, sie hängen zusätzlich zu den Kenngrößen des Multivibrators vom Koppelwiderstand R_E und der Amplitude der Steuerspannung ab. Die Wahl der Frequenz f_E der Steuerspannung hat nun entscheidenden Einfluß auf das Verhalten der Schaltung. Wenn die Frequenz der Steuerspannung in der Nähe der Eigenfrequenz des Multivibrators liegt, d. h. wenn

$$T_{\min} \leq (2 \cdot f_E)^{-1} \leq T_{\max} \quad (1)$$

gilt, kommt es zur Synchronisation, der Multivibrator schwingt dann mit der Frequenz der Steuerspannung, und Gl. (1) bestimmt den Fang- und Haltebereich dafür. Auch um die ungeraden Vielfachen und Teile der Eigenfrequenz des Multivibrators liegen solche Synchronisationsbereiche.

Die Frequenz der Steuerspannung ist so zu wählen, daß Synchronisation nicht eintritt. Es läßt sich experimentell und mittels Poincaré-Analysen zeigen, daß insbesondere in der Nähe irrationaler Frequenzverhältnisse von Eigenschwingung und Steuersignal am Ausgang der Schaltungsanordnung pseudostochastische Binärsignale mit sehr langen Perioden entstehen.

Ausführungsbeispiel

Die Erfindung soll an einem Ausführungsbeispiel erläutert werden; dazu zeigen in der zugehörigen Zeichnung

Fig. 1: eine im Sinne der Erfindung geeignete Schaltung,

Fig. 2: die idealisierte Transferkennlinie des invertierenden Triggers,

Fig. 3: eine den Idealeigenschaften des Triggers nahekommende Realisierung mit einem Operationsverstärker (R_A einbezogen, $R_1 = R_2 = U_{SS}/(U_{CC} - U_{SS})$),

Fig. 4: charakteristische Spannungsverläufe.

Es wird vereinfachend angenommen, daß der Trigger keinen Eingangsstrom hat sowie symmetrische Schwellenspannungen U_S , $-U_S$ und Ausgangspegel U_{CC} , $-U_{CC}$ besitzt. Der Eingang E sei zunächst offen. Dann wird der Kondensator über R_A gegen die jeweils am Triggerausgang liegende Spannung $U_A = U_{CC}$ bzw. $U_A = -U_{CC}$ aufgeladen, bis die Kondensatorspannung $U_E(t)$ den Schwellwert U_S bzw. $-U_S$ erreicht, der Trigger umschaltet und eine erneute Umladung des Kondensators bewirkt. Die Impulsbreite der Rechteckspannung ergibt sich demgemäß zu

$$T = C \cdot R_A \cdot \ln \frac{U_{CC} + U_S}{U_{CC} - U_S}, \quad (2)$$

d. h. die Eigenfrequenz ist $f_0 = (2 \cdot T)^{-1}$.

Angenommen, am Anschluß E liegt eine periodische Steuerspannung U_E ; ihre Pegel sollen ebenfalls U_{CC} und $-U_{CC}$ sein; das Tastverhältnis sei Eins und für die Impulsbreite gelte $T_E \geq T$. Hat die Eingangsspannung U_E während der ganzen Zeit einer Kondensatorumladung den gleichen Wert wie U_A (z. B. U_{CC}), so wird die Triggerschwelle U_S bereits nach der Zeit

$$T_{\min} = C \cdot \frac{R_E + R_A}{R_E + R_A} \cdot \ln \frac{U_{CC} + U_S}{U_{CC} - U_S}, \quad (3)$$

bei voll gegenläufiger Wirkung (z. B. $U_A = U_{CC}$, $U_E = -U_{CC}$) erst nach einer Dauer

$$T_{\max} = C \cdot \frac{R_E + R_A}{R_E + R_A} \cdot \ln \frac{U_0 + U_S}{U_0 - U_S}, \quad (4)$$

mit

$$U_0 = U_{CC} \cdot \frac{R_E - R_A}{R_E + R_A} \quad (5)$$

erreicht.

Ist die Frequenz der Eingangsspannung so eingestellt, daß $T_E > T_{\max}$ gilt, so bleibt von jedem Steuerimpuls ein Teil τ_n übrig, der einen zeitlichen Teilabschnitt der nächsten Umladephase beeinflusst. Fig. 4 veranschaulicht das am Beispiel, wobei in der folgenden Berechnung der Verlauf der Triggereingangsspannung U_E als stückweise linear angenommen wird. Das ist eine gute Näherung, wenn als Triggerschwelle nur ein Bruchteil der Betriebsspannung eingestellt wird. So beträgt die maximale relative Abweichung vom exakten exponentiellen Verlauf bei $U_S/U_{CC} = 0,25$ nur 10%.

Es zeigt sich, daß jede beliebige Phasenverschiebung τ_n zwischen einer U_A -Flanke und der nächsten U_E -Flanke (siehe Fig. 4) nur von der vorangegangenen Verschiebung τ_n und davon abhängt, ob U_E und U_A während τ_n gleich- oder gegensinnig waren. Es zeigt sich außerdem, daß aus jeder Phasenverschiebung τ_n eindeutig eine zugehörige Impulsbreite T_n des Ausgangssignals U_A resultiert. Mit den Abkürzungen und Definitionen

$$i = \text{Int}\left(\frac{T}{T_E}\right), \quad k = \begin{cases} i & \text{wenn } i \text{ gerade} \\ i-1 & \text{wenn } i \text{ ungerade} \end{cases} \quad (6)$$

$$c_n = \begin{cases} +1 & \text{wenn } U_E \text{ und } U_A \text{ gleichsinnig w\u00e4hrend } \tau_n \\ -1 & \text{wenn } U_E \text{ und } U_A \text{ gegensinnig w\u00e4hrend } \tau_n \end{cases} \quad (7)$$

$$T_M = \frac{T_{\max} + T_{\min}}{2}; \quad \Delta T = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{2} \quad (8, 9)$$

$$\tau_{k1} = T_M - c_n * \Delta T + \frac{k+2}{2} * T_E * \left[1 - \left(\frac{T_M - \Delta T}{T_M + \Delta T} \right)^{c_n} \right] - (k-1) * T_E$$

$$\tau_{k2} = T_M - c_n * \Delta T + \frac{k}{2} * T_E * \left[1 + \left(\frac{T_M - \Delta T}{T_M + \Delta T} \right)^{c_n} \right] \quad (10, 11)$$

l\u00f6st sich das globale Verhalten des Ausf\u00fchrungsbeispiels f\u00fcr beliebige Zeiten und beliebige Frequenzverh\u00e4ltnisse $f_E/t_0 = T/T_E$ als zweidimensionale diskrete Funktion $(\tau_n, c_n) = f_1(\tau_n, c_n)$ und daraus $T_n = f_2(\tau_n, c_n)$ berechnen:

$$\tau_{n+1} = \tau_n - T_M + c_n * \Delta T + \frac{k+2}{2} * T_E \left[1 + \left(\frac{T_M - \Delta T}{T_M + \Delta T} \right)^{c_n} \right]$$

$$c_{n+1} = -c_n \quad (12)$$

$$T_n = T_M - c_n * \Delta T + \frac{k+2}{2} * T_E \left[1 - \left(\frac{T_M - \Delta T}{T_M + \Delta T} \right)^{c_n} \right]$$

wenn $T_n \leq T_{G1}$,

$$\tau_{n+1} = T_E * (T_M + c_n \Delta T) \left(1 - k * \frac{T_E}{T} \right) + \tau_n \left(\frac{T_M + \Delta T}{T_M - \Delta T} \right)^{c_n}$$

$$c_{n+1} = c_n \quad (13)$$

$$T_n = (T_M + c_n \Delta T) \left(1 - k * \frac{T_E}{T} \right) + \tau_n - \tau_n \left(\frac{T_M + \Delta T}{T_M - \Delta T} \right)^{c_n} + k * T_E$$

wenn $T_{G1} < T_n < T_{G2}$,

$$\tau_{n+1} = \tau_n - T_M + c_n * \Delta T + \frac{k}{2} * T_E \left[1 + \left(\frac{T_M - \Delta T}{T_M + \Delta T} \right)^{c_n} \right]$$

$$c_{n+1} = -c_n$$

(14),

$$T_n = T_M - c_n * \Delta T + \frac{k}{2} * T_E \left[1 - \left(\frac{T_M - \Delta T}{T_M + \Delta T} \right)^{c_n} \right]$$

wenn $T_n \geq T_{G2}$.

Die Grenzen $T_{G1,2}$ sind nach jedem Vorzeichenwechsel von c_n gemäß Gln. (10), (11) zu ändern.

Dieses Gleichungssystem läßt sich bequem als Algorithmus implementieren, so daß Abhängigkeiten der Periodendauer und der Impulsbreite-Wertevorräte vom Frequenzverhältnis berechnet werden können. Es zeigt sich, daß die Impulsbreite-Schwankungen stets periodisch sind, daß aber bei irrationalen Frequenzverhältnissen, in deren Nähe rationale Zahlen mit großem Nenner und Zähler liegen, sehr lange Perioden einstellbar sind, innerhalb derer die Impulsbreite stochastisch schwankt.

Fig. 3

Fig. 2

Fig.1

Fig. 4

Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101